

⑫ 公開特許公報(A) 平4-158637

⑤ Int. Cl.⁵

H 04 B 3/23

H 03 H 11/24

H 04 B 3/03

識別記号

庁内整理番号

9199-5K

8731-5J

B 9199-5K

⑬ 公開 平成4年(1992)6月1日

審査請求 未請求 請求項の数 4 (全5頁)

⑭ 発明の名称 適応可変形抵抗ハイブリッド回路

⑯ 特 願 平2-284871

⑰ 出 願 平2(1990)10月23日

⑱ 発 明 者 高 橋 豊 東京都港区芝5丁目7番1号 日本電気株式会社内

⑲ 出 願 人 日本電気株式会社 東京都港区芝5丁目7番1号

⑳ 代 理 人 弁理士 内 原 晋

明 細 書

発明の名称

適応可変形抵抗ハイブリッド回路

特許請求の範囲

1. 半導体集積回路上に構成され、複数の抵抗素子と前記抵抗素子を切替える第一のスイッチ回路とを有する可変抵抗回路と、複数の容量素子と前記容量素子を接断して容量を可変する第二のスイッチ回路とを有し、製造時に予め定めた前記抵抗素子の一つの抵抗値と容量値との積が予め定めた一定値となるよう前記第二のスイッチ回路により前記容量素子を接断する可変容量回路とを有する抵抗ハイブリッド回路と、

前記抵抗ハイブリッド回路の出力を入力信号とする波形測定回路と、

前記波形測定回路の出力により前記第一のスイッチ回路を制御するスイッチ制御回路を有することを特徴とする適応可変形抵抗ハイブリッド回

路。

2. 前記可変抵抗回路は、直列接続され一方が演算増幅器の出力に接続された前記抵抗素子を前記第一のスイッチ回路により切替る前記演算増幅器の仮想接地点切替方式であることを特徴とする請求項1記載の適応可変形抵抗ハイブリッド回路。

3. 前記スイッチ制御回路は、伝送線路の種類別に前記波形測定回路の出力に対応する予め定めた前記可変抵抗回路の設定値を記憶した読出専用メモリを有することを特徴とする請求項1記載の適応可変形抵抗ハイブリッド回路。

4. 前記第二のスイッチ回路は、前記容量素子の各々に接続された複数のヒューズで構成されていることを特徴とする請求項1記載の適応可変形抵抗ハイブリッド回路。

発明の詳細な説明

〔産業上の利用分野〕

本発明は適応可変形抵抗ハイブリッド回路に関

し、特にエコーキャンセラ方式の二線デジタル伝送装置に用いられる適応可変形抵抗ハイブリッド回路に関する。

〔従来の技術〕

一般的な抵抗ハイブリッド回路の原理図を第3図に示す。

第3図において、抵抗ハイブリッド回路は、二線式伝送路7とライントランス6と、バランシングネットワーク3と、ラインドライバに相当する信号源10と、電圧減算器8とから構成されている。

次に、抵抗ハイブリッド回路の動作について説明する。

第3図に示す回路はR1、R2、ライントランス6と、バランシングネットワーク3とによりブリッジ回路を構成している。

ここでバランシングネットワーク3のインピーダンスをZbとすると、ブリッジ回路の平衡条件は $\frac{R1}{R2} = \frac{Z1}{Zb}$ となる。

性を改善する手段として、適応形変形抵抗ハイブリッド回路が挙げられる。

これはバランシングネットワークの一部の定数をエコー量に応じて可変することにより、エコー量を少なくし、エコーキャンセラに対する負荷の軽減を行うものである。

次に、従来の適応可変形抵抗ハイブリッド回路の一例を第4図に示す。

第4図において、従来の適応可変形抵抗ハイブリッド回路は、ラインドライバ2と、バランシングネットワーク3と、制御回路4と、伝送路7に接続されたライントランス6と、電圧減算器8とから構成されていた。

バランシングネットワーク3は、可変抵抗RVa、RVbと、容量Cbとから構成されていた。

本回路の原理的な基本構成は第3図と全く同様である。

相違点はバランシングネットワーク3の抵抗RVa及びRVbが可変抵抗であることと、エコー量により抵抗値を制御する制御回路4を有する

従って $Zb = \frac{R2}{R1} Z1$ とすることにより、抵抗ハイブリッド回路の出力OUTには送信信号V。は現われずに受信信号のみが出力される。

ところが伝送路は分布定数回路であるから、有限素子のバランシングネットワークでは完全な平衡条件を作り出すことはできない。

一般的にデジタル伝送装置に用いられるバランシングネットワークは2つの抵抗と1つの容量の3素子で構成される。つまり伝送路の特性インピーダンスを1次近似したものが用いられる。

また、一般的にはバランシングネットワークは固定定数で構成され、ある特定の線路に適合させたものが用いられるため伝送線路の長さによってもインピーダンスのずれが発生する。これらのインピーダンスのずれにより、送信信号の受信部へのまわり込み、すなわち、エコーが発生する。

従ってこのようなデジタル伝送装置ではエコーキャンセラーが必要となる。

上述の固定定数形の抵抗ハイブリッド回路の特

点である。

これらの可変抵抗は連続的に抵抗値を可変できるものが理想であるが、アクティブ素子を用いると非線形歪が発生し、エコーキャンセラーで除去できなくなるので一般的には複数の固定抵抗をスイッチで切り替えることにより、可変抵抗を実現するというものであった。

この場合、制御回路と可変抵抗を個別部品で実現すると非常に大形になってしまうので、制御回路と可変抵抗の集積回路で実現することにより、小形化が可能である。

上述の、固定抵抗切替方式のバランシングネットワークを集積回路で実現した例として、富士通サイエンステクノロジージャーナル(Fujitsu Science Technology Journal)第24巻、1988年、第3号、第212～224頁に発表されたものがあげられる。

その概要は、デジタル通信用エコーキャンセラーのバランシングネットワークをCMOS形LSIで構成したもので、それぞれ8個の抵抗か

らなる2組の抵抗回路網を有し、エコーの状況により、各組から抵抗1個ずつ切替選択するというものであった。

〔発明が解決しようとする課題〕

この従来の適応可変型抵抗ハイブリッド回路は、可変抵抗の制御方法として、可変抵抗がとりうる全ての値に設定し、逐次エコー量の測定を行い、その後一番エコー量の少なかった抵抗値に選定する手法を取っていた。

したがって、最適抵抗値選択のためのトレーニング時間が長いという欠点があった。

一例として第4図の可変抵抗RVa及びRVbをそれぞれ8本の抵抗で作ったとすると、64通りの組合せがあり、この場合64回のエコー量の測定が必要であった。

本来、エコー量と伝送線路の特性インピーダンスは一対一に対応するため、エコー量を一回測定すれば最適な抵抗値を選択することができる筈であるが、従来例では、集積回路の製造偏差により、抵抗の絶対値がばらつきをもつため、これが

第1図は、本発明の一実施例を示す回路図である。

第1図において、本発明の適応可変型抵抗ハイブリッド回路は、MOS集積回路1と、ライントランス6と、伝送路7と、抵抗R1とから構成されている。

MOS集積回路1は、ラインドライバ2と、バランシングネットワーク3と、制御回路4と、ピーク検出回路5と、電圧減算器8と、抵抗R2とから構成されている。

バランシングネットワーク3は、個別部品である容量C0、および、集積回路上の容量C1～Cnと、ヒューズF1～Fnと、NチャンネルMOSトランジスタM1～Mnと、抵抗R2、R3、r1～rnとから構成されている。

今、バランシングネットワーク3の可変容量の値がCxに設定され、又可変抵抗の値がRxに設定された状態で平衡がとれていると仮定する。この時のバランシングネットワークのインピーダンスZbは次の様になる。

不可能であるという欠点があった。

〔課題を解決するための手段〕

本発明の適応可変型抵抗ハイブリッド回路は、半導体集積回路上に構成され、複数個の抵抗素子と前記抵抗素子を切替える第一のスイッチ回路とを有する可変抵抗回路と、複数個の容量素子と前記容量素子を接断して容量を可変する第二のスイッチ回路とを有し、製造時に予め定めた前記抵抗素子の一つの抵抗値と容量値との積が予め定めた一定値となるよう前記第二のスイッチ回路により前記容量素子を接断する可変容量回路とを有する抵抗ハイブリッド回路と、

前記抵抗ハイブリッド回路の出力を入力信号とする波形測定回路と、

前記波形測定回路の出力により前記第一のスイッチ回路を制御するスイッチ制御回路を有するものである。

〔実施例〕

次に、本発明について図面を参照して説明する。

$$Z_b = \frac{1 + S(C_x + C_0) R_x}{1 + S(C_x + C_0)(R_3 + R_x)} \cdot R_3, \quad S = j\omega$$

ここで、ライントランス6の入力から見たラインの特性インピーダンスをZLとすると、次の平衡条件が成り立っていることになる。

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{Z_L}{\frac{1 + S(C_x + C_0) R_x}{1 + S(C_x + C_0)(R_3 + R_x)} \cdot R_3}$$

今、集積回路の製造偏差により、R2がk倍の値になったとすると、集積回路上の抵抗は比精度が高いので、R3及びRxもk倍の値になる。この時、Cx + C0の値を1/k倍に設定すれば、上記の平衡条件は両辺の分母がk倍され、平衡条件が保たれる事になる。

従って、集積回路完成後、その抵抗値と容量値を測定し、上述の関係が成り立つようにヒューズを切断することにより、集積回路の製造偏差に関係なく可変抵抗(r1～rn)を設定することができる。

つまり、伝送線路の特性インピーダンスZLが決れば、選択すべき可変抵抗のスイッチ(M1～

M_n)が一義的に決定できる。

次に可変抵抗のスイッチの選択方法の一例を説明する。

今、初期条件として、MOSトランジスタスイッチ($M_1 \sim M_n$)を全てオフ状態に設定する。

この時、電圧減算器8の入力 V_a は R_1 と Z_1 の分圧で決まり、 V_b は R_2 と R_3 の分圧により決まる。従って、電圧減算器の出力、すなわち、エコー信号は Z_1 と一対一に対応する。従ってエコー量を測定することにより、選択すべきスイッチを決定することができる。

エコー量の測定方法としては、ラインドライバ2で正弦波を発生し、エコーの振幅と位相を測定するのが一番正確であるが、回路が複雑になるためあまり実用的ではない。

ここではエコーの振幅のみでスイッチを選択する例を上げる。

これは伝送線路の線種を特定した場合、孤立波に対するエコーのピークレベルが線路長に一対一に対応することを利用したものである。

本実施例は、演算増幅器の抵抗 $RV_1 \sim RV_n$ で構成される仮想接地点を、制御回路4の制御によるスイッチ $S_1 \sim S_n$ によって切り替えることにより可変抵抗を実現している。この場合スイッチにはほとんど電流が流れない(DC的には完全に流れない)ので非線形の歪を低減することができる。

次に第三の実施例を説明する。

第一の実施例では、特定の線種以外の伝送線路を用いた場合、最適な抵抗値が選択されとはかぎらない。

この場合、使用される線種毎に適用するエコーのピーク値と抵抗値の関係を、制御回路に付加したROMに書込んでおき、線種に対応したデータをROMから読出すことにより、複数の線種に対応可能な適応可変抵抗ハイブリッド回路を実現することができる。

(発明の効果)

以上説明したように本発明は、可変抵抗回路と可変容量回路とで構成され、製造時に予め定めた

ラインドライバ2の出力として孤立波が得られない場合には交番信号等の特定ボタンを用いることも可能である。

特定ボタンに対するエコーのピーク値は実測又はシミュレーションにより簡単に求めることができる。

以上のことからエコーのピーク値を測定することにより、最適な抵抗値を選択することができる。

本実施例では R_3 を固定抵抗としているが、これを可変抵抗にすることも可能である。

また、本実施例では外付けの容量(C_0)を用いているが、集積回路上で必要な容量値を実現可能であれば、これは必ずしも必要ではない。

次に第二の実施例について説明する。

第2図は第二の実施例を示す回路図である。

第2図において、可変抵抗を演算増幅器9を用いて実現している。第1図で示した第1の実施例はMOSトランジスタスイッチに電流が流れるため、非線形の歪を発生してしまう。

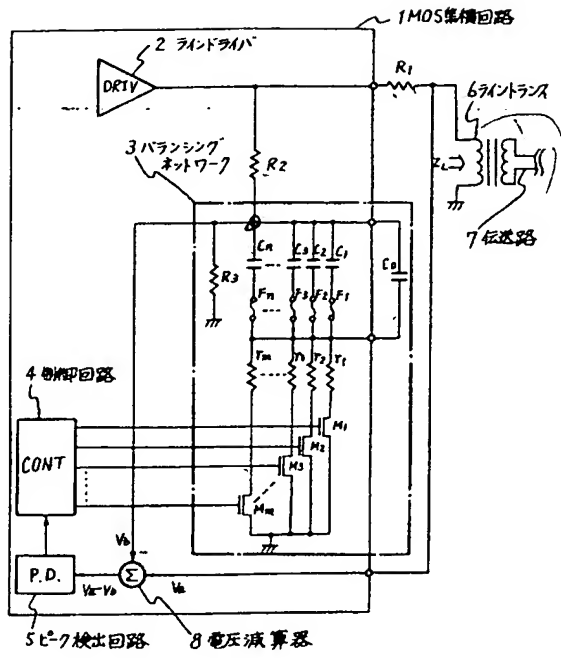
抵抗素子の抵抗値と可変容量回路の容量値との積が予め定めた一定値となるように可変容量回路を設定することにより、エコーの波形を一回だけ測定するだけで可変抵抗回路を最適値に設定できるという効果がある。

図面の簡単な説明

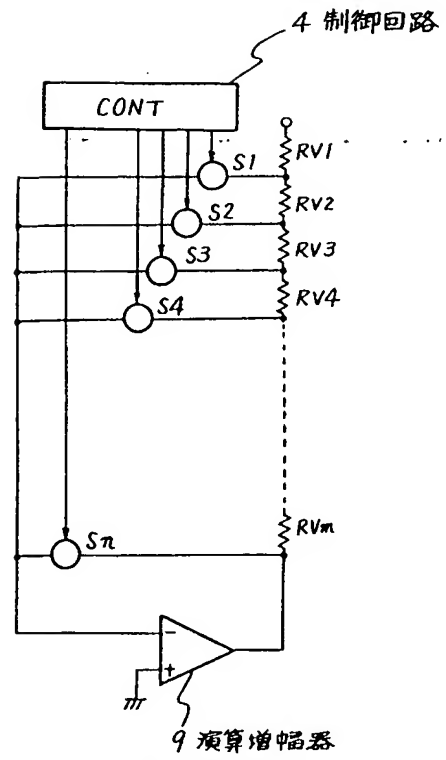
第1図は本発明の一実施例を示す回路図、第2図は本発明の第二の実施例を示す回路図、第3図は抵抗ハイブリッド回路の原理図、第4図は従来の適応可変抵抗ハイブリッド回路の一例を示す回路図である。

1…MOS集積回路、2…ラインドライバ、3…balancingネットワーク、4…制御回路、5…ピーク検出回路、6…ライントランス、7…伝送路、8…電圧減算器、9…演算増幅器、10…信号源、 C_0 、 $C_1 \sim C_n$ 容量、 $F_1 \sim F_n$ …ヒューズ、 $M_1 \sim M_n$ …NチャンネルMOSトランジスタ、 $R_1 \sim R_3$ 、 $r_1 \sim r_n$ 、 $RV_1 \sim RV_n$ …抵抗、 $S_1 \sim S_n$ …スイッチ。

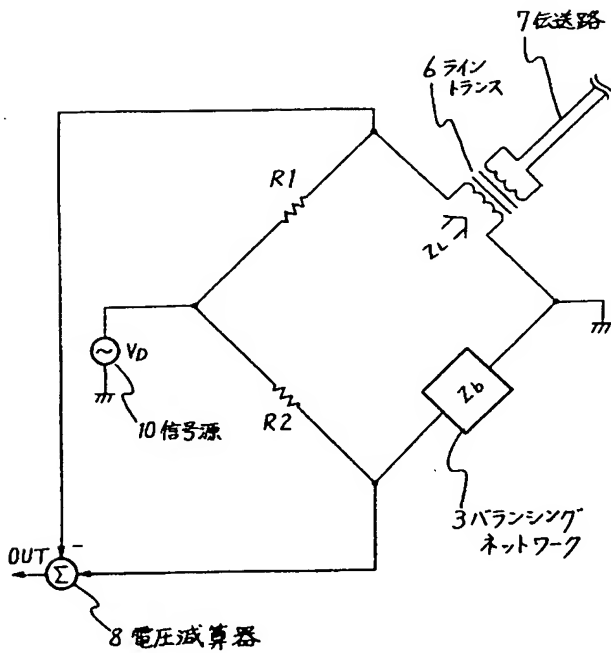
代理人 弁理士 内原 晋



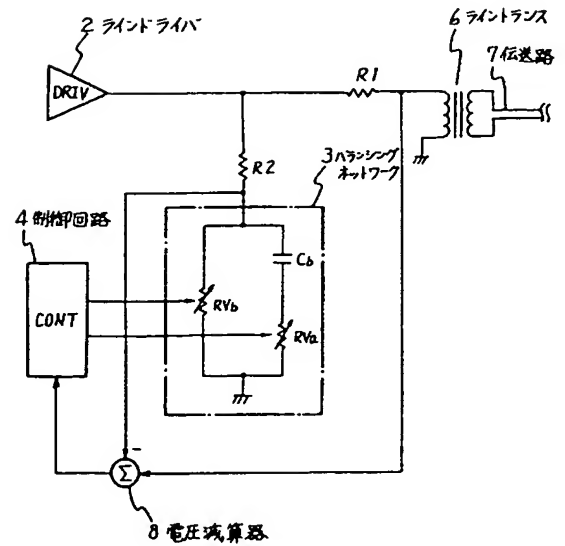
第 1 図



第 2 図



第 3 図



第 4 図